

EUROPEAN PATENT OFFICE

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 2000236322
 PUBLICATION DATE : 29-08-00

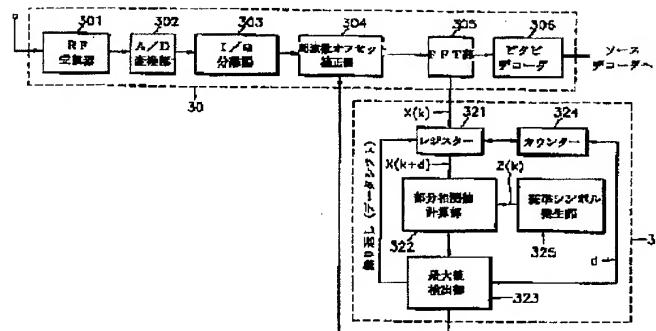
APPLICATION DATE : 28-12-99
 APPLICATION NUMBER : 11375596

APPLICANT : UNIV YONSE;

INVENTOR : BOKU KENCHORU;

INT.CL. : H04L 7/00

TITLE : DEVICE AND METHOD FOR INITIAL
 FREQUENCY SYNCHRONIZATION OF
 ORTHOGONAL-FREQUENCY-DIVISION
 MULTIPLEX SYSTEM RECEIVER



$$\sum_{k=0}^{N-1} \left| \sum_{n=-(N/K)}^{(N/K)-1} X((k+n)N) Z^*(k) \right|$$

ABSTRACT : PROBLEM TO BE SOLVED: To enable stable frequency synchronization through less-frequency calculation by finding the shift quantity maximizing a partial correlation value and outputting it as an estimated initial frequency offset value.

SOLUTION: A register 321 inputs demodulated symbol data $X(k)$, cyclically shifts the data by a specific quantity (d), and outputs symbol data $X(k+d)$. A counter 324 counts the shift quantity (d) and a reference symbol generation part 325 generates a reference symbol $Z(k)$. Then the shifted symbol data $X(k+d)$ and reference symbol $Z(k)$ are inputted to a partial correlation value calculation part 322. Here, calculation by a partial correlation value expression is performed for K divided bands when the specific shift quantity (d) is between $-2/N$ and $2/N$, where N is the total number of subcarriers. Then a maximum value detection part 323 finds the shift quantity (d) so that the partial correlation value becomes maximum and outputs it to perform stable frequency synchronization.

COPYRIGHT: (C)2000,JPO

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2000-236322
(P2000-236322A)

(43)公開日 平成12年8月29日 (2000.8.29)

(51)Int.Cl.⁷
H 0 4 L 7/00

識別記号

F I
H 0 4 L 7/00

テ-マコ-ト⁸ (参考)

F

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 12 頁)

(21)出願番号 特願平11-375596

(22)出願日 平成11年12月28日 (1999.12.28)

(31)優先権主張番号 1 9 9 8 5 9 3 9 6

(32)優先日 平成10年12月28日 (1998.12.28)

(33)優先権主張国 韓国 (KR)

(71)出願人 390019839

三星電子株式会社

大韓民国京畿道水原市八達区梅灘洞416

(71)出願人 500011023

延世大学校

大韓民国ソウル特別市西大門区新村洞134

番地

(72)発明者 洪 大植

大韓民国ソウル特別市西大門区延禧3洞

700番地大林アパート1棟106号

(74)代理人 100064908

弁理士 志賀 正武 (外1名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期装置及びその方法

(57)【要約】

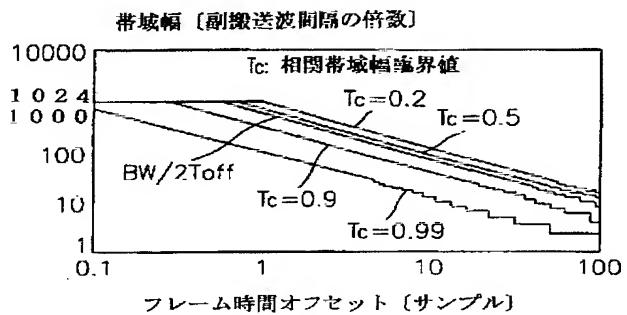
【課題】 直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期技術を提供する。

【解決手段】 直交周波数分割多重方式受信機の周波数同期部内で初期周波数同期を行う初期周波数同期装置において、復調されたシンボル $X(k)$ を受信し循環的にシフト量 d シフトさせてシンボル $X(k+d)$ を出力するバッファと、基準シンボル $Z(k)$ を発生する基準シンボル発生部と、シフト量 d のカウンターと、 N を副搬送波の総数、シフト量 d を $-2^N/N \sim 2^N/N$ とし、 K 個の分割帯域に対し部分相関値

【数1】

$$\sum_{n=0}^{K-1} \left| \sum_{k=n(N/K)}^{(n+1)N/K-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$$

を計算する部分相関値計算部と、部分相関値が最大となるシフト量 d を初期周波数オフセット値として出力する最大値検出部とを含む。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交周波数分割多重方式(O F D M)受信機の周波数同期部内に具備されて初期周波数同期を行う初期周波数同期装置であって、復調されたシンボルX(k)を受信して所定のシフト量dだけ循環的にシフトさせ、シフトされたシンボルX(k+d)を出力するバッファと、基準シンボルZ(k)を発生する基準シンボル発生部と、シフト量dをカウントするカウンターと、シフトされたシンボルX(k+d)及び基準シンボルZ(k)を入力して、Nを副搬送波の総数、所定のシフト量dは-2/Nと2/Nとの間に該当するとしたとき、K個の分割帯域に対して部分相関値として

【数1】

$$\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)N/K-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$$

を計算する部分相関値計算部と、前記部分相関値が最大となるシフト量dを求めて、推定された初期周波数オフセット値として出力する最大値検出部とを含むことを特徴とする直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期装置。

【請求項2】 前記分割帯域の個数Kは、フレーム同期に保障できる時間同期オフセットをT_{off}としたとき、2×T_{off}以内に設定されることを特徴とする請求項1に記載の直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期装置。

【請求項3】 直交周波数分割多重方式復調及び周波数同期を行う直交周波数分割多重方式受信機において初期周波数同期を行う方法であって、

- (a) 復調されたシンボルX(k)を受信するステップと、
- (b) 復調されたシンボルX(k)を所定のシフト量dだけ循環的にシフトさせ、シフトされたシンボルX(k+d)を出力するステップと、
- (c) 基準シンボルZ(k)を発生するステップと、
- (d) シフト量dをカウントするステップと、
- (e) シフトされたシンボルX(k+d)及び基準シンボルZ(k)を入力して、Nを副搬送波の総数、所定のシフト量dは-2/Nと2/Nとの間に該当するとしたとき、K個の分割帯域に対し部分相関値として

【数2】

$$\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)N/K-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$$

を計算するステップと、

- (f) 前記部分相関値が最大となるシフト量dを求めて、推定された初期周波数オフセットとして出力するステップとを含むことを特徴とする直交周波数分割多重方

式受信機の初期周波数同期方法。

【請求項4】 前記分割帯域の個数Kは、フレーム同期に保障できる時間同期オフセットをT_{off}としたとき、2×T_{off}以内に設定されることを特徴とする請求項3に記載の直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期方法。

【請求項5】 直交周波数分割多重方式受信機において、

復調されたシンボルX(k)を受信して所定のシフト量dだけ循環的にシフトさせ、シフトされたシンボルX(k+d)を出力するバッファと、基準シンボルZ(k)を発生する基準シンボル発生部と、シフト量dをカウントするカウンターと、シフトされたシンボルX(k+d)及び基準シンボルZ(k)を入力して、Nを副搬送波の総数、所定のシフト量dは-2/Nと2/Nとの間に該当するとしたとき、K個の分割帯域に対し部分相関値として

【数3】

$$\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)N/K-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$$

を計算する部分相関値計算部と、

前記部分相関値が最大となるシフト量dを求めて、推定された初期周波数オフセットとして出力する最大値検出部とを含むことを特徴とする直交周波数分割多重方式受信機。

【請求項6】 前記分割帯域の個数Kは、フレーム同期に保障できる時間同期オフセットをT_{off}とするとき、2×T_{off}以内に設定されることを特徴とする請求項5に記載の直交周波数分割多重方式受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重方式(O F D M)受信機に係り、具体的には、直交周波数分割多重方式受信機における初期周波数同期装置及びその方法に関する。

【0002】

【従来の技術】図1は、従来の直交周波数分割多重方式(Orthogonal Frequency Division Multiplexing、以下、O F D M)受信機の構造を示すブロック図である。図1を参照すると、従来のO F D M受信機は、O F D M復調部10及び、初期周波数同期部12を備える。前記O F D M復調部10は、RF受信部101、A/D(アナログ/デジタル)変換部102、I/Q分離部103、周波数オフセット補正部104、高速フーリエ変換部(以下、F F T部)105及び、ビタビデコーダ106を備える。前記初期周波数同期部12は、レジスター121、複素データ掛け算器122、逆高速フーリエ変換部(以下、

IFFT部123、最大値検出器124、カウンター125及び、基準シンボル発生部126を備える。

【0003】以下、上記のような受信機の動作について述べる。先ず、RF受信部101は、RF電波を受信してRF信号を出力する。A/D変換部102は、RF信号の量子化を行う。I/Q分離部103は、量子化されたRF信号からI(in-phase)信号とQ(quadrature)信号とを分離する。周波数オフセット補正部104は、周波数オフセットを補正する。FFT部105は、周波数オフセット補正された信号を入力して高速フーリエ変換処理することにより復調を行う。ビタビデコーダ106は、復調された信号をデコードする。

【0004】一方、復調されたシンボルは、初期周波数同期部12のレジスター121に格納されてから、受信シンボルXとして出力される。基準シンボル発生器126から出力される基準シンボル(reference symbol)はZとする。受信されたシンボルがw分のフレーム同期のオフセットを有する場合、X及びZのk番目の信号をそれぞれX_k及びZ_kとしたとき、

【数4】

$$X_k = Z_k e^{-j2\pi kw/N}$$

の関係が成立つ。複素データ掛け算器122は、X_kの共役値にZ_kの共役値を掛ける。複素データ掛け算器122から出力された信号は、IFFT部123にて逆高速フーリエ変換処理され、結果として信号h_n、

【数5】

$$\begin{aligned} h_n &= \text{IFFT}\{XZ^*\} \\ &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} X_k Z_k^* e^{j2\pi kn/N} \\ &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} Z_k e^{-j2\pi kw/N} Z_k^* e^{j2\pi kn/N} \\ &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} |Z_k|^2 e^{j2\pi k(n-w)/N} \\ &= \delta(n-w) \end{aligned}$$

が outputされる。

【0005】送信信号Z_kに対して周波数オフセットの整数倍△f_iが含まれた受信信号X_kは、

【数6】

$$X_k = Z_k e^{-j2\pi kw/N}$$

のように表現可能のことから、上記数5の式は、

【数7】

$$\begin{aligned} h_n &= \text{IFFT}\{XZ^*\} \\ &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} X_k Z_k^* e^{j2\pi kn/N} \\ &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} Z_k e^{-j2\pi kw/N} Z_k^* e^{j2\pi kn/N} \\ &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} |Z_k|^2 e^{j2\pi k(n-w)/N} \\ &= \delta(n-w) \end{aligned}$$

のように表すことができる。上記数7の式の結果は、時間領域において両信号のコンボルーションを求める過程と同様であり、該結果h_nはチャネルインパルス応答(Channel Impulse Response: CIR)である。

【0006】このように、周波数領域における基準シンボルを知っているOFDMシステムにおいては、伝送される基準シンボルを使ってCIRを求めることができ。ここで、もし送信信号Z_kがkに対して相関関係のない、例えば、PN信号列(Pseudo Noise Sequence)である場合、上記数7の式の結果は周波数オフセット△f_iが0のときに限って最大のピーク値が存在し、そうでない場合には極めて低い値をもつ雜音性の値の羅列が生じることが解る。この関係を用い、初期周波数同期部12は受信信号を△f_iに対してシフトさせ、最大値検出器124は上記数7の式から最大のピーク値を検出する。カウンター125は、最大のピーク値が発生するシフト量△f_iを求める。シフト量△f_iは検出しようとする周波数オフセットの整数倍に該当するオフセット値F₀となる。この関係は、

【数8】

$$F_0 = \Delta f_i \left\{ \max \text{amp}[\text{IFFT}\{X_k Z\}] \right\}$$

のように表すことができる。ここで、Zは基準シンボルを表し、X_kは受信された基準シンボルXのk番目の副搬送波X_kを周波数領域にて△f_iだけシフトさせたシンボル

【数9】

$$X_{((k+\Delta f_i))N}$$

を表す。

【0007】前記のような従来のOFDM受信機における初期周波数同期方法は、理論からも、実際からも、チャネルの環境やフレーム同期のオフセットによらずほとんどの場合に精度良い周波数オフセットを推定することができる。しかし、前記方法は計算量が多すぎるという短所がある。その結果、与えられた短時間内に精度良い周波数オフセットを推定すべく、極めて複雑なIFFT

モジュールを採択しなければならない問題があった。しかも応答時間が長いことから、時間遅延が過度に生じるという問題もあった。

【0008】次に、この問題を解決するために提案された従来の他の初期周波数同期方法について述べる。先に、相関値及び遅延相関帯域幅について詳細に述べておく。受信信号の周波数オフセットの影響をみるために、受信信号のk番目の副搬送波の周波数を $f_k + f_{off}$ と仮定する。ここで、 f_k は副搬送波の周波数であり、 f_{off} は実際の周波数オフセットである。周波数オフセットは、副搬送波周波数間隔の倍数を単位として表される。一般に、周波数オフセットは、副搬送波周波数間隔の整数倍に該当するオフセットと、小数倍に該当するオフセットとに分けられて個々に処理される。そこで、 $f_k + f_{off}$ のそれぞれの項を次のように定義することができる。

【数10】

$$f_k = \frac{k}{T_s}$$

$$f_{off} = \Delta f \cdot \frac{1}{T_s} = (\Delta f_i + \Delta f_f) \cdot \frac{1}{T_s}$$

$$\begin{aligned} \hat{C}'_{n,p} &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \gamma_n(m) e^{-j2\pi mp/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} C_{nk} e^{j2\pi(k+\Delta f_f)m/N} e^{-j2\pi mp/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_{nk} = \left\{ e^{j\pi(p-k-\Delta f_f)} \frac{\sin(\pi(p-k-\Delta f_f))}{N \sin(\pi/N(p-k-\Delta f_f))} \right\} \end{aligned}$$

【0010】上記式の最後行に示されたように、復調信号 $C'_{n,p}$ は整数kに応じて計算される。従って、小数倍の周波数オフセットが0であれば($\Delta f_f = 0$)、復調信号 $C'_{n,p}$ は $k=p$ の周波数でのみ出力が存在し、他の周波数では出力が0となる。すなわち、周波数間の直交性が保たれる。しかし、周波数オフセットが0でなければ($\Delta f_f \neq 0$)、 $k=p$ の周波数においても復調信号 $C'_{n,p}$ の大きさが減少するだけでなく、他の周波数においても0でない復調信号 $C'_{n,p}$ の出力が発生することになる。この現象は、副搬送波間の干渉を起こし、チャネル間干渉(Inter Channel Interference: ICI)の要因となる。次に、下記数13の式により、上記数11の式の受信信号から復調信号 $C'_{n,p}$ を得る。

【数13】

ここで、 Δf は、副搬送波の周波数オフセットを副搬送波周波数間隔の倍数として表した数であり、さらに Δf は、整数である Δf_i と、 $-1/2 < \Delta f_f < 1/2$ の条件を満たす小数との合計にて表される。この条件下で、n番目のシンボルの受信シンボルは以下の通りである。但し、数式展開の便利のため、雑音は存在しないと仮定した。

【数11】

$$\begin{aligned} \gamma_n(m) &= \sum_{k=0}^{N-1} C_{nk} e^{j2\pi \left(\frac{k}{T_s} + (\Delta f_i + \Delta f_f) \right) \frac{m}{N}} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} C_{nk} e^{j2\pi \left(k + \Delta f_i + \Delta f_f \right) m/N} \end{aligned}$$

ここで、 $C_{n,k}$ は周波数領域におけるn番目のシンボルのk番目の伝送シンボルを表し、NはOFDM副搬送波の総数を表す。

【0009】一方、周波数オフセットの内、整数倍の周波数オフセットが0の場合($\Delta f_i = 0$)、復調信号 $C'_{n,p}$ は以下のように表すことができる。

【数12】

$$\begin{aligned} \hat{C}_{n,p} &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \gamma_n(m) e^{-j2\pi mp/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} C_{nk} e^{j2\pi km/N} e^{j2\pi (\Delta f_f)m/N} e^{-j2\pi mp/N} \\ &= \hat{C}'_{n,p-\Delta f_f} \end{aligned}$$

【0011】この結果は、副搬送波周波数の整数倍に該当する周波数オフセットを Δf_i としたとき、復調されるべき信号が $-\Delta f_i$ 分シフトされて復調されることを表す。ここで、上記数13の式は離散フーリエ変換(DFT: Discrete Fourier Transform)の過程を含んでおり、シフトされた復調は循環的シフトを通じて行われる。

【0012】従って、従来の他の初期周波数同期方法によると、周知の基準シンボル及び受信信号をシンボル期間だけ循環的にシフトさせながら相関値をとり、相関値が最大となるシフト量を周波数オフセットの整数倍に該当する量に決める。この関係式は以下の通りである。

【数14】

$$\max_d \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right\},$$

【0013】ここで、 $((k+d))_N$ はモジュロー- N (modulo- N) 加算演算を表し、 $X(k)$ は離散フーリエ変換処理後の k 番目の受信信号を表し、 $Z(k)$ は k 番目の位相基準信号を表す。また、 $X(k)$ 及び $Z(k)$ は両方とも周波数領域における信号である。ところが、この方法は、フレーム同期がなされてない限り、周波数オフセットの補正ができない問題がある。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】本発明は上記事情に鑑みて成されたものであり、その目的は、少ない回数の計算により安定した周波数同期が行えるような直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期装置を提供することである。本発明の他の目的は、前記装置により具現される初期周波数同期方法を提供することである。本発明のさらに他の目的は、少ない回数の計算により安定した周波数同期が行えるような直交周波数分割多重方式受信機を提供することである。

【0015】

【課題を解決するための手段】前記諸目的を成し遂げるために、本発明に係る直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期装置は、復調されたシンボル $X(k)$ を受信して所定のシフト量 d だけ循環的にシフトさせ、シフトされたシンボル $X(k+d)$ を出力するバッファと、基準シンボル $Z(k)$ を発生する基準シンボル発生部と、シフト量 d をカウントするカウンターと、シフトされたシンボル $X(k+d)$ 及び基準シンボル $Z(k)$ を入力して、 N を副搬送波の総数、所定のシフト量 d は $-2/N$ と $2/N$ との間に該当するとしたとき、 K 個の分割帯域に対して部分相関値として

【数15】

$$\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)N/K-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$$

を計算する部分相関値計算部と、前記部分相関値が最大となるシフト量 d を求めて、推定された初期周波数オフセット値として出力する最大値検出部とを含むことを特徴とする。

【0016】さらに、前記分割帯域の個数 K は、フレーム同期に保障できる時間同期オフセットを T_{off} としたとき、 $2 \times T_{off}$ 以内に設定されることが好ましい。

【0017】さらに、前記他の目的を成し遂げるために、本発明に係る直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期方法は、(a) 復調されたシンボル $X(k)$ を受信するステップと、(b) 復調されたシンボル $X(k)$ を所定のシフト量 d だけ循環的にシフトさせ、シフトされたシンボル $X(k+d)$ を出力するステップと、(c) 基準シンボル $Z(k)$ を発生するステップと、

と、(d) シフト量 d をカウントするステップと、(e) シフトされたシンボル $X(k+d)$ 及び基準シンボル $Z(k)$ を入力して、 N を副搬送波の総数、所定のシフト量 d は $-2/N$ と $2/N$ との間に該当するとしたとき、 K 個の分割帯域に対し部分相関値として

【数16】

$$\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)N/K-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$$

を計算するステップと、(f) 前記部分相関値が最大となるシフト量 d を求めて、推定された初期周波数オフセットとして出力するステップとを含むことを特徴とする。

【0018】さらに、前記さらに他の目的を成し遂げるために、本発明に係る直交周波数分割多重方式受信機は、復調されたシンボル $X(k)$ を受信して所定のシフト量 d だけ循環的にシフトさせ、シフトされたシンボル $X(k+d)$ を出力するバッファと、基準シンボル $Z(k)$ を発生する基準シンボル発生部と、シフト量 d をカウントするカウンターと、シフトされたシンボル $X(k+d)$ 及び基準シンボル $Z(k)$ を入力して、 N を副搬送波の総数、所定のシフト量 d は $-2/N$ と $2/N$ との間に該当するとしたとき、 K 個の分割帯域に対し部分相関値として

【数17】

$$\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)N/K-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$$

を計算する部分相関値計算部と、前記部分相関値が最大となるシフト量 d を求めて、推定された初期周波数オフセットとして出力する最大値検出部とを含むことを特徴とする。

【0019】

【発明の実施の形態】以下、添付された図面に基づき、本発明による直交周波数分割多重方式受信機における初期周波数同期装置及び該方法の好適な実施形態について詳細に説明する。

【0020】本発明の実施形態による初期周波数同期装置は、直交周波数分割多重方式を用いるデジタル音声放送(Digital Audio Broadcast: DAB)システムに適用された場合に該当する。この場合において、受信信号と位相基準信号との遅延相関帯域幅について述べる。一般に、チャネルの相関帯域幅とは、あるチャネルが‘平らな’、すなわち、全てのスペクトラル要素に対し、近似的に同じ利得及び位相差を持つように通過させるチャネルと見なせる、統計的に測定された周波数帯域を言う。言い換えれば、ある帯域内において任意の相異なる2つの周波数成分が互いに強い相関関係をもつ周波数帯域をチャネルの相関帯域という。チャネルの相関帯域を B_c としたとき、 B_c より周

波数間隔が遠く離れた2つの正弦波信号はチャネルにおいて相異なる影響を受ける。従って、この2つの正弦波信号間には、相関関係が保障できないことを意味する。

【0021】時間領域において遅延関係のある同じ両信号を離散フーリエ変換処理し、変換された両信号に対して周波数領域において相互相関値を求めるとき、両信号の相互相関関係が保たれる周波数区間が存在する。この周波数区間は、遅延相関帯域幅と定義される。この関係を、前述したチャネルの相関帯域と同じ概念から説明すると、遅延相関帯域幅に該当する周波数帯域内において両信号は常時互いに強い相関関係を持つ。

【0022】直交周波数分割多重方式システムにおいて時間領域信号を $z(t)$ とし、 $z(t)$ の T_{off} 分のフレーム同期のオフセットをもつ遅延到着された信号を $z(t + T_{\text{off}})$ とする。また、信号 $z(t)$ を離散フーリエ変換処理した周波数領域の信号を $Z(k)$ としたとき、信号 $z(t + T_{\text{off}})$ を離散フーリエ変換した周波数領域の信号は、

【数18】

$$DFT\{z(t + T_{\text{off}})\} = \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k T_{\text{off}} / N} Z(k)$$

のように表すことができる。ここで、数式展開の便宜のため、雑音及び周波数オフセットがないと仮定した。また、Nは副搬送波の総数を表す。

【0023】一方、遅延相関帯域幅は、前述したように、任意の周波数帯域内において両信号が常時互いに強い相関関係をもつ帯域として定義する。すなわち、任意の周波数帯域B内において両信号 $Z(k)$ 及び

【数19】

$$e^{j2\pi k T_{\text{off}} / N} Z(k)$$

の相互相関値が常時臨界値以上である最大の帯域大きさBが遅延相関帯域幅である。この関係は、

【数20】

$$\left| \sum_{k=m}^{m+B-1} Z^*(k) e^{j2\pi k T_{\text{off}} / N} Z(k) \right| \geq T_c, \text{ for all } m$$

但し、 $0 \leq m \leq N - B$, $0 \leq B \leq N$

$$\sqrt{\left(\sum_{k=0}^{B-1} \cos 2\pi k T_{\text{off}} / N \right)^2 + \left(\sum_{k=0}^{B-1} \sin 2\pi k T_{\text{off}} / N \right)^2} \geq T_c$$

のように求めることができる。上記数23の式の左辺では、最大帯域Bに対して原シンボル $Z(t)$ と遅延されたシンボル $z(t + T_{\text{off}})$ との相互相関値を求める。すなわち、遅延相関帯域幅は、上記式のように、時間同期のオフセット T_{off} をもつ信号と原信号との相関値が常時臨界値 T_c より大きい値をもつ最大帯域Bを意味す

る。ように表される。ここで、 T_c は臨界値であり、Nは副搬送波の総数である。

【0024】もし、OFDM信号において $|Z(k)| = 1$ を満たすなら、上記数20の式の左辺は、

【数21】

$$\begin{aligned} & \left| \sum_{k=m}^{m+B-1} Z^*(k) e^{j2\pi k T_{\text{off}} / N} Z(k) \right| \\ &= \left| \sum_{k=m}^{m+B-1} e^{j2\pi k T_{\text{off}} / N} \right| \\ &= \sqrt{\left| \sum_{k=m}^{m+B-1} \cos(2\pi k T_{\text{off}} / N) \right|^2 + \left| \sum_{k=m}^{m+B-1} \sin(2\pi k T_{\text{off}} / N) \right|^2} \end{aligned}$$

但し、 $0 \leq m \leq N - B$, $0 \leq B \leq N$

のように整理される。この条件は、DABシステムの場合に該当する。

【0025】上記式は積分区間の開始位置mが含まれていて、フレーム同期のオフセット T_{off} と積分区間Kとの関係が不明である。従って、先ず、上記数21の式が積分区間の開始位置mに独立した式として整理可能であり、結果式は、

【数22】

$$\begin{aligned} & \sqrt{\left| \sum_{k=m}^{m+B-1} \cos(2\pi k T_{\text{off}} / N) \right|^2 + \left| \sum_{k=m}^{m+B-1} \sin(2\pi k T_{\text{off}} / N) \right|^2} \\ &= \sqrt{\left(\sum_{k=0}^{B-1} \cos 2\pi k T_{\text{off}} / N \right)^2 + \left(\sum_{k=0}^{B-1} \sin 2\pi k T_{\text{off}} / N \right)^2} \end{aligned}$$

の通りである。

【0026】また、上記数22の式を上記数10の式に適用すると、フレーム同期のオフセットの変化による遅延相関帯域幅は、

【数23】

る。

【0027】図2は、コンピュータシミュレーションを通じて得た結果を示すグラフである。前記グラフには、時間同期オフセットを持つ信号と原信号との時間同期オフセット量による遅延相関帯域幅との関係が示してある。図2を参照すれば、帯域幅を副搬送波間隔の倍数に

て表現しており、チャネルの全体帯域は1024とした。さらに、相関帯域幅臨界値をそれぞれ0.2、0.5、0.9及び0.99に設定したとき、時間同期オフセットのない場合から、時間同期オフセットのある場合の遅延相関帯域幅を100.0サンプルまでに対して求めた。グラフから明らかのように、相関帯域幅臨界値を上げるほど、遅延相関帯域幅は狭くなる。

【0028】また、図2においては、時間遅延要素が相関帯域幅と逆数関係にあることを参考するため、時間遅延要素である時間同期オフセット T_{off} と相関帯域幅との関係を示した。前記関係は、グラフで $BW / 2T_{off}$ として参照される。 $BW / 2T_{off}$ として参照された関係を調べると、時間同期オフセットによる帯域幅の変化が相関帯域幅臨界値 T_c を0.5としたときの帯域幅の変化と似ている。従って、本発明においては、遅延相関帯域幅を

【数24】

$$\frac{1}{2T_{off}} \times BW$$

に近似化して用いる。

【0029】一方、数14の式において位相基準信号 $Z(k)$ の逆高速フーリエ変換された信号 $z(t)$ を基準信号とし、信号 $X(k)$ の逆高速フーリエ変換された信号 T_{off} を Δt 分の時間遅延、すなわち、フレーム同期のオフセットを持つと仮定する。この場合、前述した関係により、フレーム同期のオフセット Δt と周波数軸遅延相関帯域と逆数の関係が成立つ。この関係は、フレーム同期のオフセットが大きいほど、周波数軸遅延相関帯域幅は縮まることを意味する。

【0030】本発明による初期周波数同期方法は、基本的に基準信号間の相関値を用いた初期周波数同期に基づく。この方法によると、相互相関値を求めるとき、積分区間は時間同期のオフセットを持つ受信シンボル及び基準シンボルにより得られる遅延相関帯域幅より小さく設定する。すなわち、シフトされた受信シンボル及び基準シンボルに対する相互相関値を求めるとき、積分区間を両信号の遅延相関帯域幅以内に縮めて多数の小ブロックに分けた積分区間にに対して部分相関値を得た後、平均または合計を取る。これにより、受信シンボルと基準シンボルとの間におけるフレーム同期のずれにより生じる無相関帯域が排除され、結果として相互相関値が常時意味を持つことになる。従って、フレーム同期で保障できる時間同期のオフセット範囲内においては、初期周波数同期が比較的に精度よく行われる。この原理が本発明による初期周波数同期装置及び方法に適用される。

【0031】図3は、本発明の実施形態による初期周波数同期装置を備えた直交周波数分割多重方式受信機の構造の一例を示すブロック図である。図3を参照すると、前記OFDM受信機は、OFDM復調部30及び、周波

数同期部32を備える。OFDM復調部30は、RF受信部301、A/D変換部302、I/Q分離部303、周波数オフセット補正部304、FFT部305及び、ビタビデコーダ306を備える。周波数同期部32は、レジスター321、部分相関値計算器322、最大値検出器324、カウンター325及び、基準シンボル発生部326を備える。

【0032】このような装置には、本発明による直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期方法が具現される。図4は、本発明の実施形態による直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期方法の主な段階を示すフローチャートである。

【0033】図4を参照すると、本発明による初期周波数同期方法は、積分区間Kを $2 \times T_{off}$ 以内で決定する(ステップ40)。次に、復調されたシンボルを受信して所定のシフト量dだけ循環的にシフトさせることにより、シフトされた受信シンボル $X(k+d)$ を出力する(ステップ42)。次に、基準シンボル $Z(k)$ を発生し(ステップ44)、シフト量dをカウントしつつ、シフトされた受信信号 $X(k+d)$ 及び基準信号 $Z(k)$ を入力して、K個の分割帯域に対して部分相関値として

【数25】

$$\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)N/K-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$$

を計算する(ステップ46)。続けて、前記部分相関値が最大となるシフト量dを推定された初期周波数オフセット値として出力する(ステップ48)。

【0034】さらに、図3に基づいて上記のように具現された本発明の実施形態による初期周波数同期装置の動作を説明する。レジスター321は、復調されたシンボルデータ $X(k)$ を入力して所定のシフト量dだけ循環的にシフトさせ、シフトされたシンボルデータ $X(k+d)$ を出力する。カウンター324は、シフト量dをカウントする。基準シンボル発生部325は、基準シンボル $Z(k)$ を発生する。部分相関値計算部322は、受信信号 $X(k)$ 及び基準シンボル $Z(k)$ を入力して、Nを副搬送波の総数、所定のシフト量dは $-2/N$ と $2/N$ との間に該当するとしたとき、K個の分割帯域に対して部分相関値として

【数26】

$$\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)N/K-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$$

を計算する。最大値検出部323は、前記部分相関値が最大となるシフト量dを求めて出力する。

【0035】結果として、本発明による初期周波数同期装置においては、

【数27】

$$\max_d \left\{ \sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)(N/K)-1} X((k+d)_N) Z^*(k) \right| \right\},$$

のアルゴリズムが用いられる。ここで、Nは副搬送波の総数であり、Kは相互相関関数積分区間を分けた個数である。すなわち、1つの積分区間はN/K個の副搬送波帯域に該当する。また、分けられた個々の帯域を分割帯域BW_sとしたとき、K個だけ分割された1つの分割帯域の大きさは、BW_s = 1/K × BW (BWはチャネルの全帯域)に該当する。

【0036】本発明による方法及び装置により初期周波数オフセットの検出が正常に行われるかどうかを確認するため、シミュレーションを行った。図5の(A)及び図5の(B)は、そのシミュレーション結果を示すグラフである。また、比較のため、図6の(A)及び図6の(B)には、従来の初期周波数オフセットの検出方法によるシミュレーション結果を示した。シミュレーション実験の条件は、信号対雑音比SNRが5dBのガウシアンチャネル、副搬送波の総数は1024、周波数オフセットは副搬送波の総数の-62.4倍に与えた。図5の(A)及び図6の(A)は、フレーム同期のオフセットが0.0の場合に該当するシミュレーション結果を表し、図5の(B)及び図6の(B)は、フレーム同期のオフセットが10.0の場合に該当するシミュレーション結果を表す。従来の初期周波数同期方法による初期周波数オフセット検出シミュレーションは、ガウシアンチャネルにおいて全体帯域に対する相関関数を適用した。また、本発明による初期周波数同期方法に対する初期周波数オフセット検出シミュレーションにおいては、分割帯域の個数を32に使用している。そして、この分割帯域に対する相関値の合計を求めた。図中、横軸は周波数を、縦軸は相関値をそれぞれ表す。このとき、与えられた周波数オフセットが-62.4であるから、横軸-62の位置にて最大のピークが発生する場合、初期周波数オフセットの検出が精度よく行われたことを意味する。

【0037】図5の(A)及び図5の(B)を参照すると、本発明による初期周波数同期方法に対するシミュレーション結果は、図5の(A)の時間同期のオフセットがない場合、すなわち、時間同期のオフセットが0.0の場合だけでなく、図5の(B)の時間同期オフセットのある場合、すなわち、時間同期のオフセットが10.0の場合でも、与えられた周波数オフセットに該当する横軸-62の位置にて最大値が発生するので、初期周波数オフセットの検出が比較的精度よく行われることを確認することができる。但し、本発明による初期周波数同期方法は、時間同期のオフセットが分割帯域数の1/2以内であることが好ましい。

【0038】これに対し、図6の(A)及び図6の(B)を参照すると、従来の初期周波数オフセットの検出方法によると、フレーム同期のオフセットがない場

合、すなわち、フレーム同期のオフセットが0.0の場合には、図6の(A)に示すように、精度良い初期周波数オフセットの検出が可能であるが、時間同期のオフセットがある場合には、すなわち、時間同期のオフセットが10.0の場合には、図6の(B)に示されたように、与えられた周波数同期オフセットに該当する横軸-62の位置にいずれのピークも現われず、結果として、初期周波数オフセットの検出ができないことが解る。

【0039】また、図7の(A)乃至図7の(D)は、本発明による初期周波数同期方法におけるオフセット検出の正確度を説明するため、フレーム同期のオフセット範囲による理論的な正確度及びシミュレーションによる正確度とを比較して示すグラフである。シミュレーション条件として、チャネルは信号対雑音比SNRが5dBであるガウシアンチャネルに該当し、-50~+50サンプルの時間同期のオフセットサンプル区間を適用した。また、周波数オフセットは、-510~510の任意の値に該当する。

【0040】図面においては、本発明の初期周波数同期方法により周波数オフセットを精度良く検出可能な理論的な区間と、シミュレーションを通じて得た区間とを比較して示した。理論的な区間は太い実線に示し、シミュレーションを通じて得た区間は細い実線にて示した。また、シミュレーションにおいては、副搬送波の総数をそれぞれ1024及び2048に対して適用した。また保護区間の大きさは128サンプルである。シミュレーションにおいては、ある1つの時間同期のオフセットに対して任意の周波数オフセットを毎度100回ずつ適用して周波数オフセットを精度良く獲得する確率を求めた。

【0041】図7の(A)乃至図7の(D)を参照すれば、本発明による方法が理論的に提示したK個だけ分割された1つの分割帯域の大きさBW_s = 1/K × BWを相関関数の積分区間として用いる場合、副搬送波の倍数にて表した時間同期のオフセットが±K/2以内の場合、常時初期周波数オフセットの検出が可能であることを表す。図7の(A)は、分割帯域BW_s = 1/8 × BWの場合であり、図7の(B)は、分割帯域BW_s = 1/16 × BWの場合であり、図7の(C)は、分割帯域BW_s = 1/32 × BWの場合であり、図7の(D)は、分割帯域BW_s = 1/64 × BWの場合である。したがって、本発明による方法の性能を評価するためのシミュレーション実験結果をみると、積分区間を分割して相関値を求める本発明の方法が、積分区間を分割しない場合に比べフレーム同期で保障できる時間同期のオフセットに対しては初期周波数オフセットを精度良く検出できることが解る。

【0042】以上のような本発明に係る方法によると、N本の副搬送波を用いる直交周波数分割多重方式システムにおいて、複素掛け算の計算量を基準とするとき、本

発明による方法における計算量は N^2 に比例する。しかし、チャネルの単位応答を用いた従来の方法は $N \times (N + (N/2) \times 10g_2 N)$ に比例する計算量が必要となる。したがって、本発明による方法は、初期フレーム同期アルゴリズムのオフセット範囲内で従来の方法と同様に安定的に動作しつつ、 $(N^2/2) \times 10g_2 N$ の追加的な計算量を減らせる。この減った計算量は、従来の方法の計算量と比較して 1024 個の副搬送波を用いる場合 1/6 倍、そして 2048 個の副搬送波を用いる場合 1/11 倍分の計算量だけを必要とする。また減少された計算量は、副搬送波の個数に該当する N 番の逆フーリエ変換過程を除去した結果と同一である。

【0043】

【発明の効果】以上述べたように、本発明による直交周波数分割多重方式受信機の初期周波数同期方法及び装置は、少量の計算により安定した周波数同期が行えるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来の直交周波数分割多重方式受信機の構造の一例を示すブロック図である。

【図2】本発明による初期周波数同期装置及び方法を説明するためにフレーム同期オフセットがある遅延信号と

原信号とのフレーム同期オフセットに対する遅延相関帯域幅の関係を示すグラフである。

【図3】本発明の実施形態による初期周波数同期装置を備えた直交周波数分割多重方式受信機の構造を示すブロック図である。

【図4】本発明の実施形態による初期周波数同期方法の主な段階を示すフローチャートである。

【図5】本発明による初期周波数オフセットの検出方法によるシミュレーション結果を示すグラフである。

【図6】従来の初期周波数オフセットの検出方法によるシミュレーション結果を示すグラフである。

【図7】本発明による初期周波数同期方法のオフセット検出の正確度を説明するためにフレーム同期オフセット範囲による理論的な正確度及びシミュレーションによる正確度を比較して示すグラフである。

【符号の説明】

30 OFDM復調部

32 周波数同期部

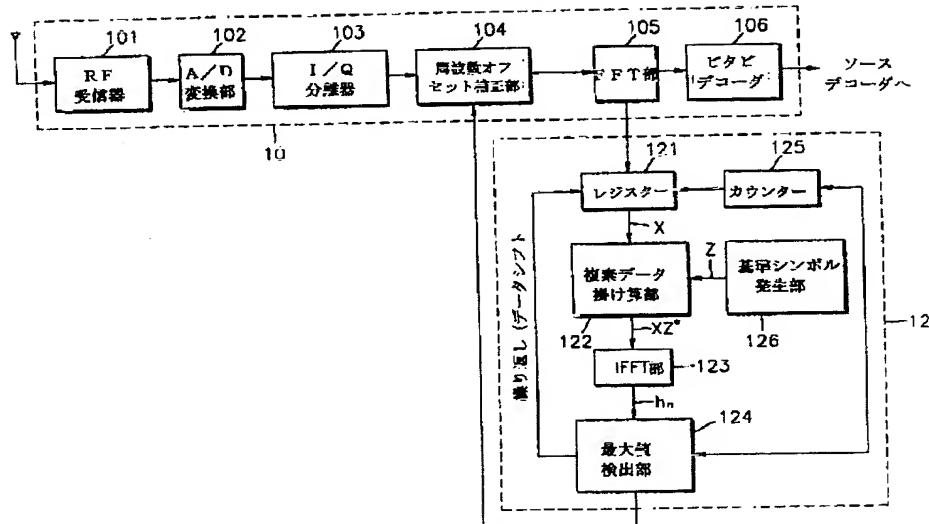
322 部分相関値計算部

323 最大値検出部

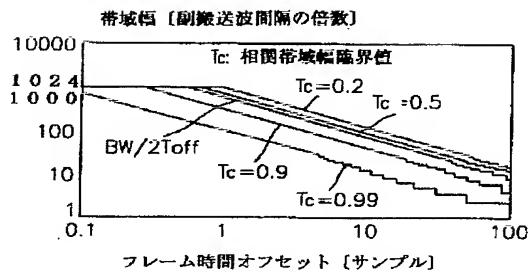
324 カウンター

325 基準シンボル発生部

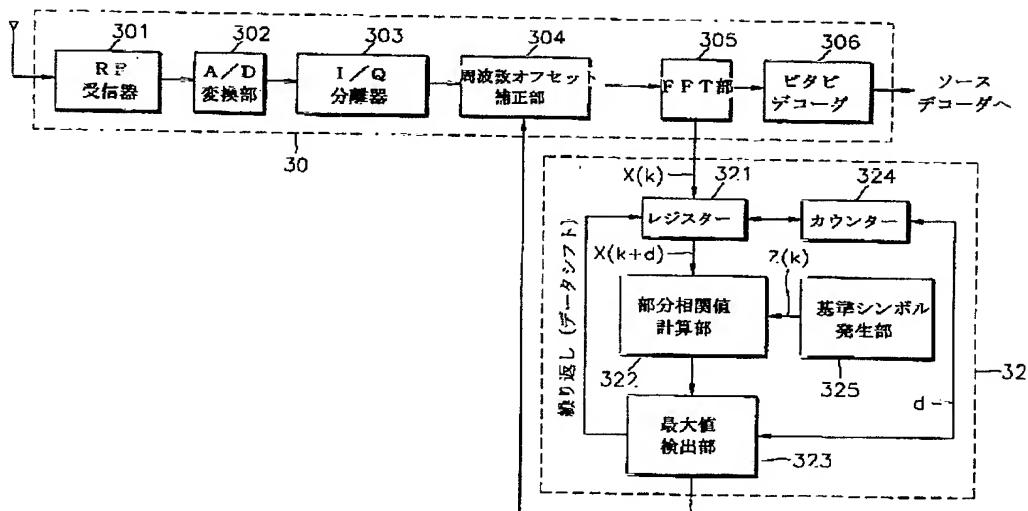
【図1】



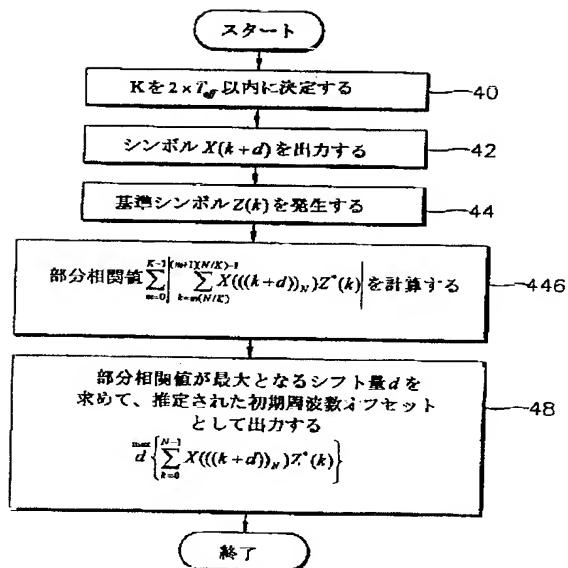
【図2】



【図3】

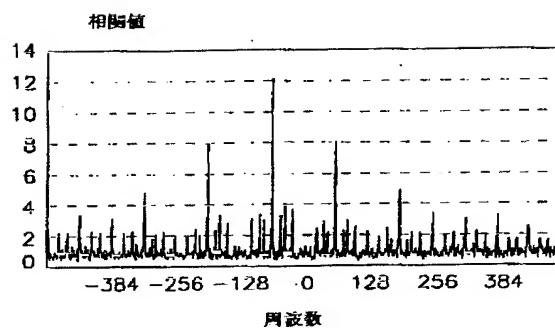


【図4】

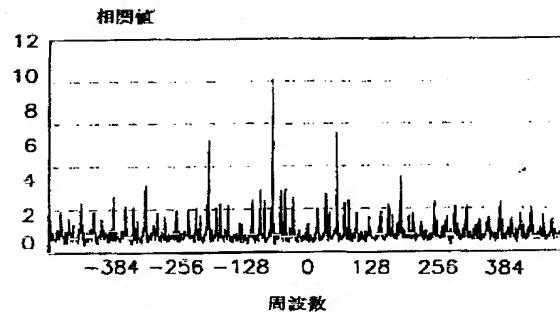


【図5】

(A)

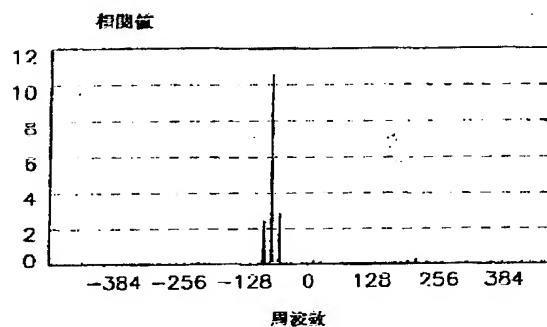


(B)

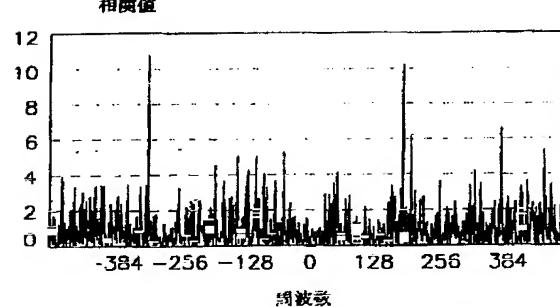


【図6】

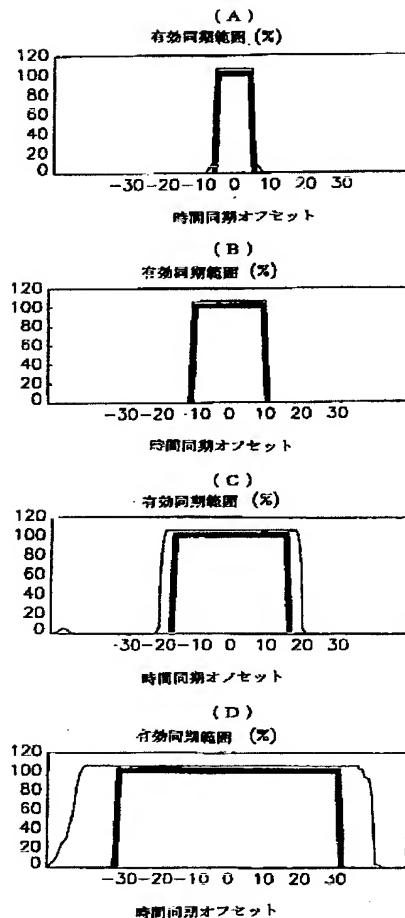
(A)



(B)



【図7】



フロントページの続き

(72) 発明者 方 極準
大韓民国ソウル特別市西大门区北加佐1洞
186-60番地現代アパート102棟902号

(72) 発明者 朴 ▲キョン▼信
大韓民国京畿道水原市勤善区勤善洞1265番
地有元普成アパート601棟901号
(72) 発明者 朴 賢▲チヨル▼
大韓民国京畿道安山市本五2洞880番地漢
陽アパート21棟405号